

Patent Abstracts of Japan

PUBLICATION NUMBER : 07296395
PUBLICATION DATE : 10-11-95

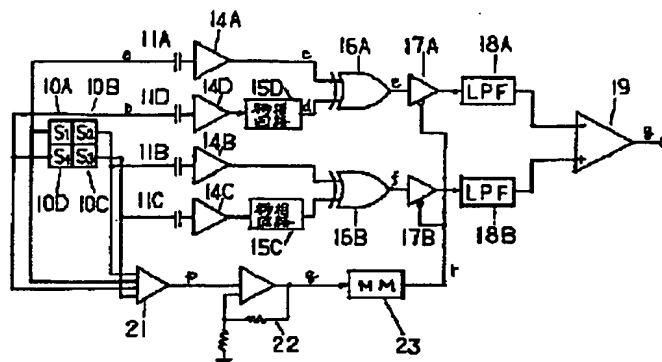
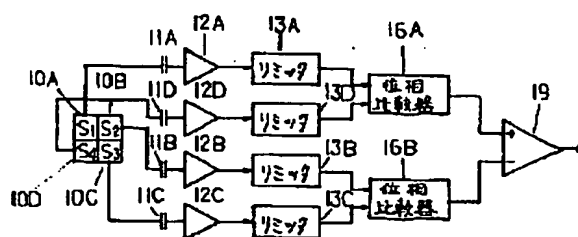
APPLICATION DATE : 27-04-94
APPLICATION NUMBER : 06112166

APPLICANT : VICTOR CO OF JAPAN LTD;

INVENTOR : HACHI YASUO;

INT.CL. : G11B 7/09

TITLE : TRACKING SIGNAL DETECTING METHOD FOR INFORMATION REPRODUCING APPARATUS



ABSTRACT : PURPOSE: To reduce man-hour required for adjustment of an analog multiplier or the like by binarizing the signal from a quartering sensor, processing the binarized signal at logic level, and suppressing fluctuation in the level of tracking detection signal, thereby performing the operation logically.

CONSTITUTION: A read spot traces the pit row on a disc and the light diffracted by the pit is condensed toward modulation sensors 10A-10D. A 4cH signal detected by the sensor 10 is fed to a level comparator 14 (or an amplifier 12 and a limiter 13) where the signal is binarized. The 4cH signal outputted from the level comparator is fed to phase comparators 16A, 16B where the phase difference is detected. The phase difference is fed to a differential operating circuit 19 which differentiates the phase difference signal to produce a tracking error signal fluctuating between plus and minus levels. The phase comparator 16, e.g. a phase detecting circuit being employed in PLL, pulsates the phase difference to produce a DC voltage through a low-pass filter.

COPYRIGHT: (C)1995,JPO

This Page Blank (uspto)

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-296395

(43) 公開日 平成7年(1995)11月10日

(51) Int.Cl.⁴

G 1 1 B 7/09

識別記号

庁内整理番号

C 9368-5D

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数 3 F D (全 7 頁)

(21) 出願番号 特願平6-112166

(22) 出願日 平成6年(1994)4月27日

(71) 出願人 000004329

日本ビクター株式会社

神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12番地

(72) 発明者 羽地 泰雄

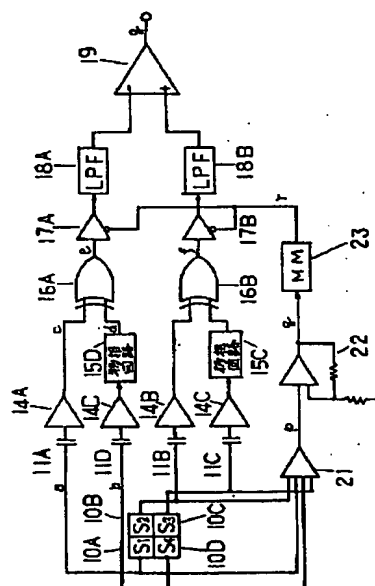
神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12番地 日本ビクター株式会社内

(54) 【発明の名称】 情報再生装置のトラッキング信号検出方法

(57) 【要約】

【目的】 4分割センサの信号を2値化して処理することにより、トラッキング検出信号のレベル変動を減少させることができる情報再生装置のトラッキング信号検出方法を提供する。

【構成】 トラックの進行方向に対して4分割センサ10を左前方から時計方向回転でS1, S2, S3, S4としたとき、トラック方向で左右の信号間で前後に位相比較するため、それぞれの信号をレベルコンパレータ14で、アナログ信号から2値化信号としてS1とS4及びS2とS3の間で、位相比較器16A, 16Bにより位相を比較し、直流分位相差を中心として、オフトラック量に比例して変化する交流分位相差を検出する構成で、信号の略一周期内で位相検出がリニアに検出できる位相比較器を用い、左右それぞれの位相検出信号を差動演算回路19により差動演算することによりトラッキング誤差信号を検出する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】トラックの進行方向に対して4分割センサを左前方から時計方向回転でS1, S2, S3, S4としたとき、トラック方向で左右の信号間で前後に位相比較するため、それぞれの信号をレベルコンパレータで、アナログ信号から2値化信号としてS1とS4及びS2とS3の間で位相を比較し、直流分位相差を中心として、オフトラック量に比例して変化する交流分位相差を検出する構成で、信号の略一周期内で位相検出がリニアに検出できる位相比較器を用い、左右それぞれの位相検出信号を差動演算することによりトラッキング誤差信号を検出することを特徴とする情報再生装置のトラッキング信号検出方法。

【請求項2】前記位相比較器が $\pm 90^\circ$ の範囲でリニアであり、信号検出動作をオントラック付近でリニアとするため比較信号の位相を遅延させるための移相回路を設けた特許請求の範囲第1項記載の情報再生装置のトラッキング信号検出方法。

【請求項3】前記4分割センサからの総和信号を所定レベル以上で2値化し、2値化信号の連続性を検出し、不連続部に対して、誤検出信号の発生を防止するようにゲート回路を設けた特許請求の範囲第1項記載の情報再生装置のトラッキング信号検出方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は情報再生装置のトラッキング信号検出方法に係り、特に、デジタル処理により調整工数の削減及び経時安定化が図れるトラッキング信号検出方法に関するものである。

【0002】

【従来の技術】図5に示すように、アナログ乗算器を用いて高周波信号を掛算するアナログ方式の回路によるトラッキング検出方式がある。また、図6に示すように、対角和信号をデジタル信号に変換して、その位相差を検出する位相差検出方式がある。この図5に示すアナログ乗算回路使用の検出方式では、信号レベル変動があるとその自乗特性でトラッキング信号がレベル変動するため、レベル変動の影響が大き過ぎる。

【0003】即ち、ディスク上に指紋等のディフェクトがあって光束の強度が0.7に低下したとすると、アナログ乗算方式ではそれぞれのレベル変動を掛算するため、トラッキング信号のレベルは、 $0.7 \times 0.7 = 0.5$ となって半分に低下するためゲイン変動が大きくなる。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】これを補正するためには、4CHのアナログ信号のレベル変動を制御する4CHのAGCが必要となるため回路が複雑になる。また、変動はサーボ帯域1kHzとして1msの変動が問題となるように、msの単位でも問題であるため、AGCの

応答に高速性が必要となり、特性を得るのが困難である。

【0005】また、アナログ方式では、掛算器の動作点を設定するための初期調整が必要であり、また、その変動を考慮すると、調整工数、経時変化に対して問題である。アナログ方式は、RF信号レベルとトラッキング信号が比例的に関係しており、読取信号がMTFで変動する影響をそのまま受けるため、信号の周期でトラッキング信号のレベルが変動する。従来の位相差方式は、信号成分を和演算するため、ディスクの深さに相当した位相差が信号振幅に係数として加わり、ディスクのビット形状によってはトラッキング信号が出にくい条件があった。

【0006】この条件について、4分割信号をモデル化して、以下に更に説明する。例えば、特開昭57-191839号では、以下のように信号をモデル化している。

$$S1 = A \cos(\omega t + \phi_0 + 2\pi \delta r/p) + B \cos(\omega t + \phi_0) + C \cos(\omega t + 2\pi \delta r/p)$$

$$S2 = A \cos(\omega t + \phi_0 - 2\pi \delta r/p) + B \cos(\omega t + \phi_0) + C \cos(\omega t - 2\pi \delta r/p)$$

$$S3 = A \cos(\omega t - \phi_0 + 2\pi \delta r/p) + B \cos(\omega t - \phi_0) + C \cos(\omega t + 2\pi \delta r/p)$$

$$S4 = A \cos(\omega t - \phi_0 - 2\pi \delta r/p) + B \cos(\omega t - \phi_0) + C \cos(\omega t - 2\pi \delta r/p)$$

$$S1 \cdot S4 - S2 \cdot S3$$

$$S1 \cdot S4 - S2 \cdot S3$$

$$S1 \cdot S4 - S2 \cdot S3$$

$$S1 \cdot S4 - S2 \cdot S3$$

$$S1 \cdot S4 - S2 \cdot S3$$

$$S1 \cdot S4 - S2 \cdot S3$$

$$S1 \cdot S4 - S2 \cdot S3$$

$$S1 \cdot S4 - S2 \cdot S3$$

$$S1 \cdot S4 - S2 \cdot S3$$

$$S1 \cdot S4 - S2 \cdot S3$$

$$S1 \cdot S4 - S2 \cdot S3$$

$$S1 \cdot S4 - S2 \cdot S3$$

$$S1 \cdot S4 - S2 \cdot S3$$

$$S1 \cdot S4 - S2 \cdot S3$$

$$S1 \cdot S4 - S2 \cdot S3$$

$$S1 \cdot S4 - S2 \cdot S3$$

$$S1 \cdot S4 - S2 \cdot S3$$

$$S1 \cdot S4 - S2 \cdot S3$$

$$S1 \cdot S4 - S2 \cdot S3$$

$$S1 \cdot S4 - S2 \cdot S3$$

$$S1 \cdot S4 - S2 \cdot S3$$

$$S1 \cdot S4 - S2 \cdot S3$$

$$S1 \cdot S4 - S2 \cdot S3$$

$$S1 \cdot S4 - S2 \cdot S3$$

$$S1 \cdot S4 - S2 \cdot S3$$

$$S1 \cdot S4 - S2 \cdot S3$$

$$S1 \cdot S4 - S2 \cdot S3$$

$$S1 \cdot S4 - S2 \cdot S3$$

$$S1 \cdot S4 - S2 \cdot S3$$

$$\begin{aligned}
& s(\omega t + 0.1 \phi_0) \\
S2 &= A \cos(\omega t + 0.9 \phi_0) + B \cos(\omega t + \phi_0) + C \cos(\omega t - 0.1 \phi_0) \\
S3 &= A \cos(\omega t - 0.9 \phi_0) + B \cos(\omega t - \phi_0) + C \cos(\omega t + 0.1 \phi_0) \\
S4 &= A \cos(\omega t - 1.1 \phi_0) + B \cos(\omega t - \phi_0) + C \cos(\omega t - 0.1 \phi_0)
\end{aligned}$$

【0010】よって、

$$\begin{aligned}
S1 + S3 &= 2 A \cos(\phi_0) \cdot \cos(\omega t + 0.1 \phi_0) \\
&+ 2 B \cos(\phi_0) \cdot \cos(\omega t) \\
&+ 2 C \cos(\omega t + 0.1 \phi_0) \quad \text{位相進み成分} \\
S2 + S4 &= 2 A \cos(\phi_0) \cdot \cos(\omega t - 1.1 \phi_0) \\
&+ 2 B \cos(\phi_0) \cdot \cos(\omega t) \\
&+ 2 C \cos(\omega t - 0.1 \phi_0) \quad \text{位相遅れ成分}
\end{aligned}$$

となる。

【0011】次に、 δr が変化して、 $2\pi \delta r/p = -0.1 \phi_0$ のところでみると、

$$\begin{aligned}
S1 &= A \cos(\omega t + 0.9 \phi_0) + B \cos(\omega t + \phi_0) + C \cos(\omega t - 0.1 \phi_0) \\
S2 &= A \cos(\omega t + 1.1 \phi_0) + B \cos(\omega t + \phi_0) + C \cos(\omega t + 0.1 \phi_0) \\
S3 &= A \cos(\omega t - 1.1 \phi_0) + B \cos(\omega t - \phi_0) + C \cos(\omega t - 0.1 \phi_0) \\
S4 &= A \cos(\omega t - 0.9 \phi_0) + B \cos(\omega t - \phi_0) + C \cos(\omega t + 0.1 \phi_0)
\end{aligned}$$

【0012】よって、

$$\begin{aligned}
S1 + S3 &= 2 A \cos(\phi_0) \cdot \cos(\omega t - 0.1 \phi_0) \\
&+ 2 B \cos(\phi_0) \cdot \cos(\omega t) \\
&+ 2 C \cos(\omega t - 0.1 \phi_0) \quad \text{位相遅れ成分} \\
S2 + S4 &= 2 A \cos(\phi_0) \cdot \cos(\omega t + 1.1 \phi_0) \\
&+ 2 B \cos(\phi_0) \cdot \cos(\omega t) \\
&+ 2 C \cos(\omega t + 0.1 \phi_0) \quad \text{位相進み成分}
\end{aligned}$$

【0013】以上の式から、オフトラックで対角和信号の位相が変化し、信号が入れ換わる事が判る。従って、これを位相比較して検出すれば、トラッキング信号が検出できる。また、位相が基準軸を中心として変化し、直流成分がないため、通常の 0° からの位相を検出する位相比較器で検出できる。

【0014】しかし、各成分をみると深さに依存する $\cos(\phi_0)$ が振幅に掛かっているため、 ϕ_0 が $\pi/2$ 、 $3\pi/2$ 付近の深さに対しては、レベルが低下するため信号特性が悪くなる欠点がある。また、レンズのシフトによって信号パターンが変化するため、信号のクロストークによって変動が生じる。

【0015】

【課題を解決するための手段】本発明は、以上の欠点を改良するために、4分割センサの信号を2値化して、ロジックレベルで処理することにより、ディスクからの信号のレベル変動、及び、信号ビット長（信号周期）によ

るトラッキング検出信号のレベル変動を減少させ、演算をロジカルに行なって、アナログ掛算器等の調整工数を少なくする。

【0016】そのトラッキング検出方法について、図1と共に以下に説明する。まず、信号成分を求めて、ベクトル化して検討する。従来の位相差方式と違って、本発明の方法では、前後の位相差を検出する。オントラックで、 $\delta r = 0$ のときは、

$$\begin{aligned}
S1 &= A \cos(\omega t + \phi_0) + B \cos(\omega t + \phi_0) + C \cos(\omega t) \\
S2 &= A \cos(\omega t + \phi_0) + B \cos(\omega t + \phi_0) + C \cos(\omega t) \\
S3 &= A \cos(\omega t - \phi_0) + B \cos(\omega t - \phi_0) + C \cos(\omega t) \\
S4 &= A \cos(\omega t - \phi_0) + B \cos(\omega t - \phi_0) + C \cos(\omega t)
\end{aligned}$$

となる。

【0017】ここで、S1とS4及びS2とS3で位相を比較するとする。オントラックでは、振幅A、Bで位相が ϕ_0 進みの成分と基準軸上の成分が合成されたS1、S2と、振幅A、Bで位相が ϕ_0 遅れの成分と基準軸上の成分が合成されたS4、S3と、が比較される。よって、

位相差 (S1, S4) = $2 \times \Theta$ ($2\phi_0$ と0の合成位相)

位相差 (S2, S3) = $2 \times \Theta$ ($2\phi_0$ と0の合成位相)

ここで Θ は、

$$\Theta = \tan^{-1} \left((A+B) \sin \phi_0 / ((A+B) \cos \phi_0 + C) \right)$$

このように、オントラックでは、信号の位相差があり、同相信号ではない。

【0018】次に、オフトラックして δr が変化し、 $2\pi \delta r/p = +0.1 \phi_0$ のところでみると、

$$\begin{aligned}
S1 &= A \cos(\omega t + 1.1 \phi_0) + B \cos(\omega t + \phi_0) + C \cos(\omega t + 0.1 \phi_0) \\
S2 &= A \cos(\omega t + 0.9 \phi_0) + B \cos(\omega t + \phi_0) + C \cos(\omega t - 0.1 \phi_0) \\
S3 &= A \cos(\omega t - 0.9 \phi_0) + B \cos(\omega t - \phi_0) + C \cos(\omega t + 0.1 \phi_0) \\
S4 &= A \cos(\omega t - 1.1 \phi_0) + B \cos(\omega t - \phi_0) + C \cos(\omega t - 0.1 \phi_0)
\end{aligned}$$

【0019】ここで、S1とS4を位相比較すると、相互の信号が逆方向に 0.1ϕ 変化しているため、前記基準位相からみると、

位相差 (S1, S4) = $2 \times \Theta$ ($2\phi_0$ 位相成分と基準位相成分の合成位相) + $2 \times \Delta \Theta$

位相差 (S2, S3) = $2 \times \Theta$ ($2\phi_0$ 位相成分と基準位相成分の合成位相) - $2 \times \Delta \Theta$

となっている。これは逆位相であり、コンプリメントに変化している。

【0020】また、逆にオフトラックして、 δr が変化し、 $2\pi\delta r/p = -0.1\phi_0$ のところで見ると、

$$S1 = A\cos(\omega t + 0.9\phi_0) + B\cos(\omega t + \phi_0) + C\cos(\omega t - 0.1\phi_0)$$

$$S2 = A\cos(\omega t + 1.1\phi_0) + B\cos(\omega t + \phi_0) + C\cos(\omega t + 0.1\phi_0)$$

$$S3 = A\cos(\omega t - 1.1\phi_0) + B\cos(\omega t - \phi_0) + C\cos(\omega t - 0.1\phi_0)$$

$$S4 = A\cos(\omega t - 0.9\phi_0) + B\cos(\omega t - \phi_0) + C\cos(\omega t + 0.1\phi_0)$$

となる。

【0021】ここで、S1とS4を位相比較すると、相互の信号が逆方向に $0.1\phi_0$ 変化しているため、前記基準位相からみると、

$$\text{位相差}(S1, S4) = 2 \times \Theta (2\phi_0 \text{位相成分と基準位相成分の合成位相}) - 2 \times \Delta\Theta$$

$$\text{位相差}(S2, S3) = 2 \times \Theta (2\phi_0 \text{位相成分と基準位相成分の合成位相}) + 2 \times \Delta\Theta$$

となっている。従って、中心位相からのずれを検出すれば、トラック中心からのずれを検出でき、相互に差動をとれば、2倍のレベルで検出できることがわかる。

【0022】各成分レベルで位相を比較する本発明の方法では、従来位相差法とは異なり、振幅が深さで変化する成分が含まれてなく、深さ依存性が少ないと言える。本発明の位相検出は、中心位相が0でないため、その検出が必要である。位相比較回路では、検出位相範囲が広いものと、狭いものとがある。いずれの回路を用いるかで構成が変わる。位相検出範囲が略一周でリニアな場合は動作時の中心位相が 180° でなければ問題は無い。

【0023】通常のPLL回路等で用いられている 0° を中心にした位相比較回路に信号を入力する前に遅延回路が必要になる。また、この位相を人力周波数によって一定になるような移相回路である必要がある。

【0024】これまで、4分割センサの信号をアナログ乗算器を用いて演算していたが、これをデジタル方式にした場合の違いを以下に説明する。掛算する信号は正弦波として近似し、振幅をA、Bとして、位相を θ 、 $\theta + \alpha$ とする。掛算後の信号は、

$$e = A \sin \theta \times B \sin (\theta + \alpha) \\ = A \times B \{-\cos (2\theta + \alpha) + \cos \alpha\} / 2$$

EX-OR回路で演算した場合は、位相差 α によってパルス幅が変化するPWM波形となり、サーボ帯域30KHz以下の成分をLPFで取り出すと α に比例した誤差信号が検出される。その信号を $e - \text{avr}$ 平均値として表記すると以下ようになる。

$$\text{【0025】 } e - \text{avr} = C \times 2 \times \alpha / 360^\circ$$

C:パルスの振幅

以上を整理すると、図7に示すグラフのようになる。即ち、アナログ方式の場合は、波形の位相と振幅の両方で

信号が形成される。デジタル方式では、パルスの振幅が一定であるため、位相差だけで演算結果が決まる。デジタルの場合は片極性の信号であるため、バイアス電圧を有する信号となる。また、結果としては、位相がアナログとデジタルとでは逆位相でずれてはいるが、基本的には位相差 360° で周期を構成する信号である。

【0026】

【作用】本発明は、以上のように、トラック方向で左右の信号間で前後に位相比較するため、それぞれの信号をレベルコンパレータで、アナログ信号から2値化信号として位相を比較し、直流分位相差を中心として、オフトラック量に比例して変化する交流分位相差を検出する構成で、信号の略一周内で位相検出がリニアに検出できる位相比較器を用い、左右それぞれの位相検出信号を差動演算することにより、トラッキング誤差信号を検出することができる。

【0027】

【実施例】まず、本発明の情報再生装置のトラッキング信号検出方法を適用した基本構成について、図1と共に説明する。読取スポットがディスクのビット列をトレースして、そのビットによる回折での変調をセンサ10A～10Dに集光し、このセンサ10で検出された4CHの信号を、レベルコンパレータ14（または、増幅器12とリミッタ13と）に供給して2値化する。センサ出力はコンデンサ11A～11Dを介してレベルコンパレータ14に供給されるので、供給されるのはAC成分のみであり、従って、2値化は各信号の単純平均値で行なうことになる。

【0028】レベルコンパレータ出力の4CH信号は位相比較器16A、16Bに供給され、その位相差を検出する。その位相差信号は、差動演算回路19に供給され、その差動を取って、+と-に変化するトラッキング誤差信号とする。位相比較器16はPLLに用いられているような位相検出回路で、位相差をパルス化し、低域フィルタ（図示せず）を介してDC電圧にしている。

【0029】次に、本発明の情報再生装置のトラッキング信号検出方法を適用した具体的な実施例について、以下に図2乃至図4と共に順次説明する。読取スポットがディスクのビット列をトレースして、そのビットによる回折での変調をセンサ10に集光し、センサ10A～10Dで検出された4CHの信号、例えば図3(A)、図3(B)に示されるa、b等を、レベルコンパレータ14A～14Dで、例えば図3(C)、図3(D)に信号c、d等として示されるように2値化する。

【0030】センサ10の出力はコンデンサ11A～11Dを介してレベルコンパレータ14A～14Dに供給されるので、供給されるのはAC成分のみであり、従って、2値化は各信号の単純平均値で行なうことになる。レベルコンパレータ14A～14Dの出力信号は、例えばEX-OR回路で構成される位相比較器16A、16

Bに夫々供給される。1CH、2CH信号は直接に、4CH、3CH信号は、夫々移相回路15D、15Cを介して、位相比較器16A、16Bに供給される。

【0031】この移相回路15D、15Cは、デジタル方式のものでは、例えば、パルスディレイラインを使用する。但し、アナログ方式のものを使用する場合は、例えばLPF構成の移相回路15D、15Cを、レベルコンパレータ14D、14Cの手前に夫々設置するようにすればよい。

【0032】この位相比較器16A、16Bとして、EX-OR回路を使用する場合は、入力信号のデューティが50%で位相に90°の差が有るときを位相基準としている。位相差がそれより大きくなると進みではハイレベルの電圧となり、遅れではローレベルの電圧となる。検出領域がリニアな関係にあるダイナミックレンジは±90°である。

【0033】また、セトリセット型のフリップフロップ方式の位相比較回路によるものでは、入力信号がエッジのみ使用され、その位相差が0°が基準である。それより進み、または遅れでハイレベル、ローレベルとなる。ダイナミックレンジは±180°である。回折による位相差が90°±90°程度の場合は、EX-OR回路で検出しても動作点がダイナミックレンジの midpoint であるため問題ない。しかし、180°±90°のように変化するときには正の傾斜と負の傾斜にわたるため好ましくない。従って、入力信号の位相差を圧縮するため(位相差0が基準になるため位相を遅らせる)移相回路を挿入する。

【0034】位相比較器の出力信号、例えば図3(E)、図3(F)に示されるe、fは、ゲート回路17A、17BとLPF18A、18Bを介して差動演算回路19に供給されて、図3(G)にgで示されるトラッキング誤差信号を出力する。このゲート回路17A、17Bは、トラックカウントを行なう場合や、トラックジャンプを行なう場合に、トラック間検出でエラーが発生するが、このような不都合な信号をゲート信号によりゲートして除去するために設けられている。

【0035】次に、このゲート信号の生成法について、図4に示すトラッキング検出信号のゲート回路制御用信号の波形図と共に説明する。センサ10A~10Dからの4CHの総和信号は、加算器21に供給される。加算器21の出力信号は図4(A)にpで示され、レベルコンパレータ22を介して、図4(B)にqで示す信号に変換されて、リトリガラブルモノマルチバイブレータ23に供給される。

【0036】図4(C)にrで示されるリトリガラブルモノマルチバイブレータ(MM)23の出力信号は、ゲート信号として、ゲート回路17A、17Bの制御入力端子に夫々供給される。その位相差信号は、差動演算回路19に供給され、その差動を取って、+と-に変化する誤差信号となり、図4(D)にgで示される。位相比較器はPLLに用いられているような位相検出回路で、位相差をパルス化し、低域フィルタ18A、18Bを介してDC電圧にしている。

【発明の効果】以上説明したように、本発明の情報再生装置のトラッキング信号検出方法によれば、次のように優れた作用効果を発揮することが出来る。デジタル処理をすることにより、調整工数の削減、経時安定化が図れる。また、2値化の結果発生する誤り検出信号の発生をゲート処理回路で対策出来、トラッキング信号の安定化を図ることが出来る。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の情報再生装置のトラッキング信号検出方法を適用した基本構成図である。

【図2】本発明の情報再生装置のトラッキング信号検出方法を適用した実施例である。

【図3】トラッキング検出信号の波形図である。

【図4】トラッキング検出信号のゲート回路制御用信号の波形図である。

【図5】従来のアナログ乗算器を用いて高周波信号を掛算するアナログ方式の回路を示した図である。

【図6】従来の対角和信号をデジタル信号に変換して、その位相差を検出する位相差検出方式の回路を示した図である。

【図7】デジタル式とアナログ式の位相比較の差を比較して示したグラフである。

【符号の説明】

10、10A~10D、S1、S2、S3、S4…センサ

11A~11D…コンデンサ

12A~12D…増幅器

13A~13D…リミッタ

14、22…レベルコンパレータ

15C、15D…移相回路

16A、16B…位相比較器

17A、17B…ゲート回路

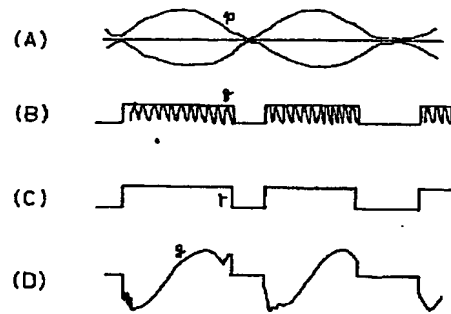
18A、18B…LPF

19…差動演算回路

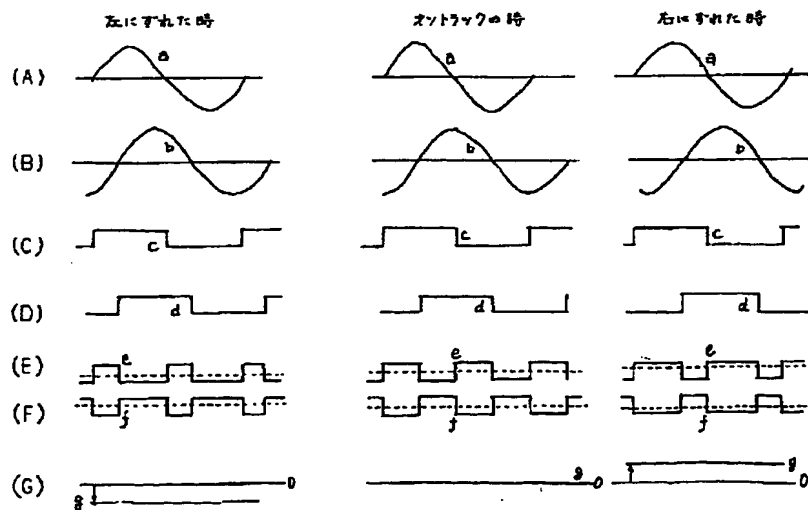
21…加算器

23…リトリガラブルモノマルチバイブレータ(MM)

【図4】



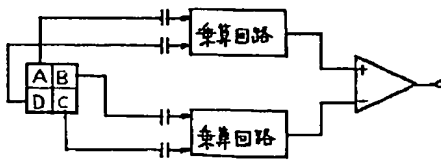
【图3】



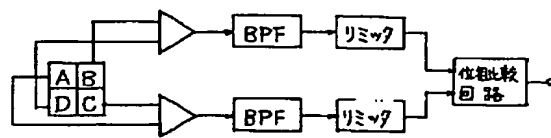
(7)

特開平7-296395

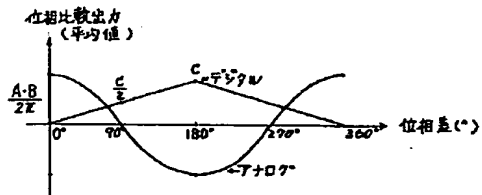
【図5】



【図6】



【図7】



This Page Blank (uspto)